

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-058674

(43)Date of publication of application : 03.03.1995

(51)Int.Cl.

H04B 3/23

H04M 1/60

H04M 9/08

H04R 3/02

(21)Application number : 05-206608

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 20.08.1993

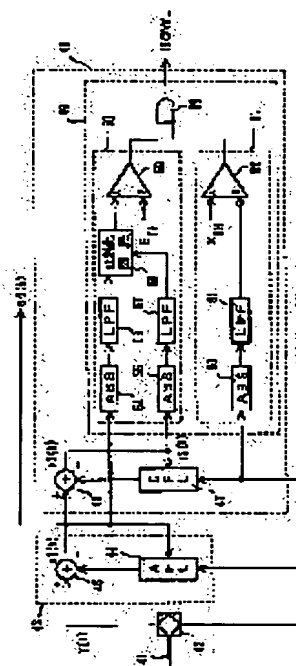
(72)Inventor : TSUKAHARA YURIKO
MINAMI SHIGENOBU

(54) HOWLING DETECTOR

(57)Abstract:

PURPOSE: To eliminate erroneous detection and to improve detection accuracy by detecting howling using looping signal at the time of howling.

CONSTITUTION: An echo canceller 43 for lines subtracts pseudo echo signals from reception signals y (k) transmitted through a hybrid circuit 42 and a subtractor 48 in a howling detection circuit 46 subtracts the output signals of a phase shift part 47 from residual signals $e1(k)$. In a first comparator circuit 50 constituting a single tone detection part 49, a level is detected in an absolute value circuit 54 for the residual signals and the residual signals passes through an LPF 58 and inputted to a normalization circuit 58. In the circuit 58, a normalized value is calculated by dividing the output of the LPF 57 by the output of the LPF 56. The output of the circuit 58 is compared 59 with a threshold value ETH and H is outputted when the output of the circuit 58 is small. On the other hand, when the level of transmission signals $x(k)$ exceeds the threshold value XTH , the output of a comparator 62 becomes H. When both outputs of the comparators 59 and 62 become H, howling detection signals HOWL are obtained.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-58674

(43) 公開日 平成7年(1995)3月3日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 B 3/23		9199-5K		
H 0 4 M 1/60	A	8838-5K		
		9/08		
H 0 4 R 3/02		8523-5K		

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願平5-206608

(22) 出願日 平成5年(1993)8月20日

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72) 発明者 塚原 由利子

神奈川県川崎市幸区柳町70番地 株式会社
東芝柳町工場内

(72) 発明者 南 重信

神奈川県川崎市幸区柳町70番地 株式会社
東芝柳町工場内

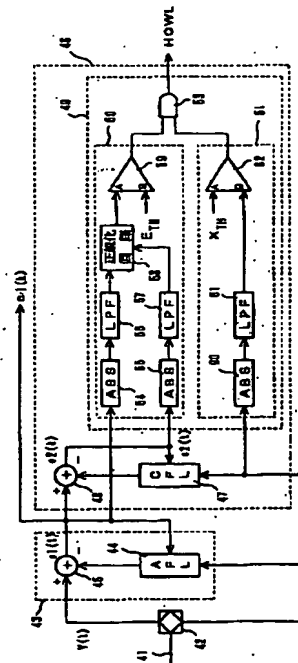
(74) 代理人 弁理士 須山 佐一

(54) 【発明の名称】 ハウリング検出装置

(57) 【要約】

【目的】 ハウリングの誤検出をなくし、ハウリングの検出精度を向上させることができるハウリング検出装置の提供。

【構成】 位相利得シフト部47への入力信号にハウリング時に通信系内をループする信号である残差信号 $e_r(k)$ と送出信号 $x(k)$ を用い、位相利得シフト部47において送出信号 $x(k)$ の位相および利得を適応的に変化させたシフト信号を作成し、このシフト信号と残差信号 $e_r(k)$ との差分(残差信号 $e_s(k)$)をとり、差分の利得を残差信号 $e_r(k)$ の利得で正規化した値を用いてハウリングの検出を行っている。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 相手方に送出される第1の信号および相手方から送出された再生直前の第2の信号に基づいて前記第1の信号の位相および利得をシフトさせたシフト信号を生成する位相利得シフト手段と、

前記第2の信号から前記シフト信号を差し引く減算手段と、

前記減算手段の出力の電力を算出する第1の電力算出手段と、

前記第2の信号の電力を算出する第2の電力算出手段と、

前記第1の電力算出手段により算出された電力を、前記第2の電力算出手段により算出された電力で正規化する正規化手段と、

前記正規化手段により正規化された値に基づいて、ハウリングの有無を判定する判定手段とを具備することを特徴とするハウリング検出装置。

【請求項2】 請求項1のハウリング検出装置において、

前記正規化手段が、前記第1の電力算出手段により算出された電力と前記第2の電力算出手段により算出された電力との比をとる割算器から構成されていることを特徴とするハウリング検出装置。

【請求項3】 請求項1のハウリング検出装置において、

前記正規化手段が、前記第1の電力算出手段により算出された電力の2進表現における最高位の有意ビットの位置を検出する第1の最高位ビット検出手段と、前記第2の電力算出手段により算出された電力の2進表現における最高位の有意ビットの位置を検出する第2の最高位ビット検出手段と、前記第1の最高位ビット検出手段の出力と前記第2の最高位ビット検出手段の出力との差をとる減算器とから構成されていることを特徴とするハウリング検出装置。

【請求項4】 相手方に送出される第1の信号および相手方から送出された信号に基づいて擬似反響信号を生成する適応フィルタを備え、相手方から送出された信号から前記擬似反響信号を差し引くエコー除去手段と、

前記適応フィルタの係数値に基づいて前記適応フィルタによる擬似反響学習状況の良否を判定する誤学習検出手段とを具備することを特徴とするハウリング検出装置。

【請求項5】 請求項4のハウリング検出装置において、

前記誤学習検出手段が、前記適応フィルタの係数値を遅延時間の前半と後半に分け、それぞれの電力を算出する手段と、前記後半の電力を前半の電力で割り算をする手段と、前記割り算の結果に基づいて前記適応フィルタによる擬似反響学習状況の良否を判定する手段とを具備することを特徴とするハウリング検出装置。

【請求項6】 請求項4のハウリング検出装置において

て、

前記誤学習検出手段が、前記適応フィルタの遅延時間の後半の係数値についての電力の最大値を算出する手段と、前記算出された電力の大きさに基づいて前記適応フィルタによる擬似反響学習状況の良否を判定する手段とを具備することを特徴とするハウリング検出装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、拡声電話装置等に用いられるハウリング検出装置に関する。

【0002】

【従来の技術】テレビ会議システム等に用いられる拡声電話装置においては、スピーカからマイクロホンに回り込むエコーや回線側から回り込むエコーを除去するため、エコーキャンセラが使用される。

【0003】図11はこのようなエコーキャンセラを用いた拡声電話装置の構成を示す図である。

【0004】同図において、1はスピーカ、2はマイクロホンである。そして、回線3から送出された信号は、ハイブリッド回路4および利得 g_r のアンプ5を介してスピーカ1より出力される。一方、マイクロホン2から入力された信号は、利得 g_t のアンプ6およびハイブリッド回路4を介して回線3へ送出される。

【0005】符号7は、音響用エコーキャンセラであり、アダプティブフィルタ(AFA)8および減算器9からなる。音響用エコーキャンセラは、反響路の擬似反響信号を生成し、マイクロホン2から入力される音声信号から擬似反響信号を差し引く。7は、回線用エコーキャンセラであり、アダプティブフィルタ(AFL)8および減算器9からなる。回線用エコーキャンセラ7は、通信回線の擬似反響信号を生成し、ハイブリッド回路4を介して送られてくる信号から擬似反響信号を差し引く。

【0006】符号10は、音響用エコーキャンセラであり、アダプティブフィルタ(AFA)11および減算器12からなる。音響用エコーキャンセラ10は、反響路の擬似反響信号を生成し、マイクロホン2から入力される音声信号から擬似反響信号を差し引く。

【0007】なお、スイッチ13およびスイッチ14は、通信時には図中実線で示す位置にあり、通信初期時には破線で示すトレーニング源(ATR)15およびトレーニング源(LTR)16と接続された位置にある。通信初期時には、音響用エコーキャンセラ10は、トレーニング源15により学習が行われ、回線用エコーキャンセラ7は、トレーニング源16により学習が行われる。

【0008】音響用エコーキャンセラ10は、スピーカ1とマイクロホン2との間の音響結合を α dBからERL α dBに改善する。回線用エコーキャンセラ7は、回線側結合を β dBからERL β dBに改善する。

【0009】ところで、こうしたエコーキャンセラによりハウリングを防止するためには、

$$ERL1 + ERLa > g_a + g_r$$

を満たさなければならない。

【0010】例えば、 $g_a = 30\text{ dB}$ 、 $g_r = 20\text{ dB}$ 、 $ERL1 = ERLa = 40\text{ dB}$ の場合、上式が満たされるので、ハウリングは発生しない。

【0011】しかし、相手電話機のフックオン等で回線側のインピーダンスが急激に変化し、回線用エコーキャンセラ7がこれに追従できず利得 $ERL1$ が大幅に変化し、ハウリングが発生する場合がある。

【0012】例えば、 $ERL1 = 0\text{ dB}$ になると、上述した式が満足されず、ハウリングが発生する。

【0013】そこで、本発明者等は、ハウリングの発生を回避するため、図12に示すようなハウリング検出装置を提唱した。

【0014】同図において、17がハウリング検出装置であり、位相利得シフト部(CFL)18、減算器19および単一トーン信号検出部20から構成される。

【0015】位相利得シフト部18は、送出信号 $x(k)$ の位相および利得をシフトした信号を生成する。減算器19は、ハイブリッド回路4から送出された反響信号 $y(k)$ から位相利得シフト部18の出力信号を差し引く。単一トーン信号検出部20は、減算器9の出力信号 $e_1(k)$ と減算器19の出力信号 $e_2(k)$ とを比較する第1の比較回路21と、送出信号 $x(k)$ としきい値 x_{TH} とを比較する第2の比較回路22と、これらの出力の論理積をとるアンドゲート23とから構成される。

【0016】第1の比較回路21は、絶対値回路(ABS)24、25、ローパスフィルタ(LPF)26、27、アンプ28、コンパレータ29から構成される。

【0017】第2の比較回路22は、絶対値回路30、ローパスフィルタ31およびコンパレータ32から構成される。

【0018】そして、減算器9の出力信号である残差信号 $e_1(k)$ および減算器19の出力信号である残差信号 $e_2(k)$ は、第1の比較回路21に入力される。

【0019】第1の比較回路21において、残差信号 $e_1(k)$ は、絶対値回路24によりレベルが検出され、ローパスフィルタ26により高周波成分が除去されコンパレータ29に入力される。また、残差信号 $e_2(k)$ は、絶対値回路25によりレベルが検出され、ローパスフィルタ27により高周波成分が除去され、アンプ28を介してコンパレータ29に入力される。

【0020】ここで、位相利得シフト部18は、図13に示すように、コントローラ(CONT)33、ヒルベルトフィルタ(HILT)34、加算器35および乗算器36、37から構成されており、複素LMS(Least Mean Square)法を用い、 E_r の電力が最小になるよう

に動作する。

【0021】送出信号 $x(k)$ は、ヒルベルトフィルタ34を介して X_i に変換されコントローラ33に $X_a + jX_i$ として入力される。但し、 $X_a(k) = x(k)$ 、 $X_i(k) = H(x(k))$ 、 j はルート(-1)、 $H(*)$ は、 $*$ を 90° 位相シフトしたものである。従って、コントローラ33には、

$$X(k) = x(k) + jH(x(k))$$

なる $X(k)$ が入力される。

【0022】ここで、タップ係数 $C(k)$ を

$$C(k) = C_a(k) + jC_i(k)$$

とすると、コントローラ33から $C_a(k)$ 、 $C_i(k)$ が乗算器36、37に送られる。そして、乗算器36、37の演算結果は、加算器35に入力され、擬似反響信号 Y'

$$Y' = Y'_a(k) + jY'_i(k)$$

が生成される。

【0023】そして、反響路の大幅な変動等により回線用エコーキャンセラ7による打ち消し量が劣化しハウリングが発生すると、位相利得シフト部18と減算器19とからなる第2のエコーキャンセラは、ハウリングが単一トーンからなる狭帯域信号であるため、回線用エコーキャンセラ7が反響路の変動に追従するより早く、ハウリングのみを打ち消す打ち消し量が増大する。この打ち消し量の増大を単一トーン信号検出部20によって検出する。

【0024】すなわち、減算器9の残差信号 $e_1(k)$ のレベルが絶対値回路24によって検出され、減算器19の残差信号 $e_2(k)$ が、絶対値回路25によって検出されており、残差信号 $e_2(k)$ のレベルが残差信号 $e_1(k)$ のレベルより gdB 小さくなると、コンパレータ29の出力が“H”となる。また、送出信号 $x(k)$ のレベルが絶対値回路30により検出され、送出信号 $x(k)$ のレベルがしきい値 X_{TH} を越えると、コンパレータ32の出力が“H”となる。そして、コンパレータ29およびコンパレータ32の出力が共に“H”となると、アンドゲート23の出力が“H”となり、ハウリング検出信号(HOWL)が得られる。このように従来のハウリング検出装置においては、マイクロホンから入力された信号が単一トーンであるかどうかを調べ、エコーキャンセラ(回線用エコーキャンセラ7)がハウリングに追従するよりも早くこれを打ち消す回路(位相利得シフト部18と減算器19とからなる第2のエコーキャンセラ)を付加することで、ハウリングを検出していた。

【0025】しかしながら、このような従来のハウリング検出装置は、次のような問題点がある。

【0026】すなわち、上述したハウリング検出装置においては、回線用エコーキャンセラ7と入出力の条件を揃えるため、残差信号 $e_2(k)$ をハイブリッド回路4

から送出された信号 $y(k)$ より求めているが、実際のハウリングは回線用エコーキャンセラ7によりエコーがキャンセルされた後の残差信号 $e_1(k)$ が成長して発生するものであるため、ハウリング時に $y(k)$ が単一トーンの信号であるとは限らず、誤検出の原因となる。

【0027】また、上述したハウリング検出装置においては、回線用エコーキャンセラ7との残差の比較によりハウリングの検出を行っているため、ボイススイッチなど適応フィルタを用いずにエコーを防止する場合には適用することができない。

【0028】さらに、上述した従来のハウリング検出装置においては、回線用エコーキャンセラ7よりも位相利得シフト部18のほうが早く単一トーンに適應することを前提としてハウリングを検出しているが、実際にはハウリングが成長するにはある程度の時間がかかるため、雑音から単一波に移行する過渡期には、位相利得シフト部18は単一トーンに適應せず、その間に回線用エコーキャンセラ7が誤学習を起こして、成長し始めた単一トーンに適應する場合がある。このときは、回線用エコーキャンセラ7のほうが位相利得シフト部18よりも早く単一トーンに適應することになり、ハウリングの検出ができない。

【0029】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、このような課題を解決するためになされたもので、その第1の目的は、ハウリングの誤検出をなくし、ハウリングの検出精度を向上させることができるハウリング検出装置を提供することにある。

【0030】本発明の第2の目的は、エコーキャンセラのない通信系の場合でもハウリングを検出することができるハウリング検出装置を提供することにある。

【0031】本発明の第3の目的は、エコーキャンセラよりも位相利得シフト部の方が早く単一トーンに適應するという前提が成り立たない場合にも、ハウリングを検出することができるハウリング検出装置を提供することにある。

【0032】

【課題を解決するための手段】本発明のハウリング検出装置は、相手方に送出される第1の信号および相手方から送出された再生直前の第2の信号に基づいて前記第1の信号の位相および利得をシフトさせたシフト信号を生成する位相利得シフト手段と、前記第2の信号から前記シフト信号を差し引く減算手段と、前記減算手段の出力の電力を算出する第1の電力算出手段と、前記第2の信号の電力を算出する第2の電力算出手段と、前記第1の電力算出手段により算出された電力を、前記第2の電力算出手段により算出された電力で正規化する正規化手段と、前記正規化手段により正規化された値に基づいて、ハウリングの有無を判定する判定手段とを具備する。また、本発明の他のハウリング検出装置は、相手方に送出

される第1の信号および相手方から送出された信号に基づいて擬似反響信号を生成する適応フィルタを備え、相手方から送出された信号から前記擬似反響信号を差し引くエコー除去手段と、前記適応フィルタの係数値に基づいて前記適応フィルタによる擬似反響学習状況の良否を判定する誤学習検出手段とを具備する。

【0033】

【作用】本発明では、位相利得シフト手段への入力信号として、ハウリング時に通信系内をループする信号である相手方に送出される第1の信号および相手方から送出された再生直前の第2の信号を用い、位相利得シフト手段により第2の信号の位相および利得を適応的に変化させたシフト信号を生成し、このシフト信号と送出信号との差分をとる。そして、この差分の利得を、第2の信号の利得で正規化した値を用いてハウリングを検出する。本発明では、このようにハウリング時にループする信号を用いてハウリングの検出を行うことで、誤検出をなくし検出精度の向上を図ることができる。

【0034】また、本発明では、エコーキャンセラによる残差との比較を行うのではなく、位相利得シフト手段の出力と第2の信号の差分の利得を第2の信号の利得で正規化した値を使ってハウリングの有無を検出しているため、エコーキャンセラのない通信系の場合でもハウリングを検出することができる。

【0035】さらに、本来エコーパスに適應すべきエコーキャンセラが、誤学習によってハウリング信号の周期性に適應した場合に、エコーキャンセラの適応フィルタ内のフィルタ係数に正常時とは乱れが生じる。本発明では、この乱れを監視し、誤学習を検出することにより、従来方式のエコーキャンセラよりも位相利得シフト手段のほうが早く単一トーンに適應するという前提が成り立たない場合にも、ハウリングを検出することができる。

【0036】

【実施例】以下、本発明の実施例の詳細を図面に基づいて説明する。

【0037】図1は本発明の一実施例に係る拡声電話装置の構成を示す図である。

【0038】同図に示すように、回線41から送出された受信信号 $y(k)$ は、ハイブリッド回路42および回線用エコーキャンセラ43を介して残差信号 $e_1(k)$ としてスピーカ側に出力される。一方、マイクロホン側から入力された送出信号 $x(k)$ は、ハイブリッド回路42を介して回線42へ送出される。

【0039】回線用エコーキャンセラ43は、アダプティブフィルタ(AFL)44および減算器45からなり、通信回線の擬似反響信号を生成し、ハイブリッド回路42を介して送られてくる受信信号 $y(k)$ から擬似反響信号を差し引く。

【0040】符号46は本発明に係るハウリング検出装置であり、位相利得シフト部(CFL)47、減算器4

8および単一トーン信号検出部49からなる。

【0041】位相利得シフト部47は、送出信号 $x(k)$ の位相および利得をシフトしたシフト信号を生成する。

【0042】減算器48は、減算器45の出力信号である残差信号 $e_1(k)$ から位相利得シフト部47の出力信号を差し引く。

【0043】単一トーン信号検出部49は、減算器45の出力信号である残差信号 $e_1(k)$ と減算器48の出力信号である残差信号 $e_2(k)$ とを比較する第1の比較回路50と、送出信号 $x(k)$ としきい値 X_{TH} とを比較する第2の比較回路51と、これらの出力の論理積をとるアンドゲート53とから構成される。

【0044】第1の比較回路50は、絶対値回路(ABS)54、55、ローパスフィルタ(LPF)56、57、正規化回路58およびコンパレータ59から構成される。第2の比較回路51は、絶対値回路60、ローパスフィルタ61およびコンパレータ62から構成される。

【0045】そして、減算器45の出力信号である残差信号 $e_1(k)$ および減算器48の出力信号である残差信号 $e_2(k)$ は、第1の比較回路50に入力される。

【0046】第1の比較回路50において、残差信号 $e_1(k)$ は、絶対値回路54によりレベルが検出され、ローパスフィルタ56により高周波成分が除去され、正規化回路58に入力される。残差信号 $e_2(k)$ は、絶対値回路55によりレベルが検出され、ローパスフィルタ57により高周波成分が除去され、正規化回路58に入力される。

【0047】正規化回路58においては、ローパスフィルタ57の出力(残差信号 $e_2(k)$ に関するもの。)を、ローパスフィルタ56の出力(残差信号 $e_1(k)$ に関するもの。)で割り算をすることにより正規化した値を計算する。

【0048】正規化回路58の出力は、コンパレータ59において、しきい値 E_{TH} と比較され、正規化回路58の出力の方がしきい値 E_{TH} より小さい場合に“H”が出力される。

【0049】一方、送出信号 $x(k)$ のレベルは、絶対値回路60により検出され、送出信号 $x(k)$ のレベルがしきい値 X_{TH} を越えると、コンパレータ62の出力が“H”となる。

【0050】そして、コンパレータ59およびコンパレータ62の出力が、共に“H”となると、アンドゲート53の出力が“H”となり、ハウリング検出信号(HOWL)が得られる。

【0051】このように本実施例においては、位相利得シフト部47への入力信号にハウリング時に通信系内をループする信号である残差信号 $e_1(k)$ と送出信号 $x(k)$ を用い、位相利得シフト部47において送出信号

$x(k)$ の位相および利得を適応的に変化させたシフト信号を作成し、このシフト信号と残差信号 $e_1(k)$ との差分(残差信号 $e_2(k)$)をとり、差分の利得を残差信号 $e_2(k)$ の利得で正規化した値を用いてハウリングの検出を行っている。したがって、ハウリングの誤検出をなくし、ハウリングの検出精度を向上させることができる。

【0052】次に、本発明の第2の実施例に係る拡声電話装置の構成を図2に示す。

【0053】同図に示す拡声電話装置は、回線用エコーキャンセラ43がない点が図1に示した拡声電話装置と異なる。

【0054】同図に示す本実施例から分かるように、本発明に係るハウリング検出装置では、従来例で示したハウリング検出装置のようにエコーキャンセラによる残差との比較を行うのではなく、位相利得シフト部47からの出力と受信信号の差分の利得を受信信号の利得で正規化した値を使ってハウリングの有無を検出しているため、エコーキャンセラのない例えばボイススイッチを用いた通信系の場合でもハウリングを検出することができる。

【0055】次に、本発明の第3の実施例に係る拡声電話装置の構成を図3に示す。

【0056】同図に示すハウリング検出装置46は、正規化回路63の構成が、図2に示したハウリング検出装置の正規化回路58と異なる。

【0057】この正規化回路63は、最上位ビット検出回路64、65および減算器66から構成される。

【0058】ローパスフィルタ56の出力は、最上位ビット検出回路64において、2進表現における最上位の有意ビット位置が検出される。これは例えば、ローパスフィルタ56の出力が15(2進表現1111)であれば有意ビット位置は4、16(2進表現10000)であれば5のようにすればよい。また、最上位の次位のビットが有意の時は有意ビット位置に1を足すのもよい。この場合は、ローパスフィルタ56の出力が15でも16でも有意ビット位置は5、11(2進表現1011)であれば4になる。

【0059】同様に、ローパスフィルタ57の出力は、最上位ビット検出回路65において、2進表現における最上位の有意ビット位置が検出される。

【0060】そして、減算器66において、最上位ビット検出回路65により検出された有意ビット位置と、最上位ビット検出回路64により検出された有意ビット位置との位置差が計算される。

【0061】この位置差は、コンパレータ59において、しきい値 Y_{TH} と比較され、 e_2 の有意ビット位置 y の有意ビット位置 $< Y_{TH}$ のときに“H”となる。

【0062】このように本実施例の正規化回路63を用いれば割り算を用いなくて減算のみによって正規化を行

うことが可能となる。

【0063】なお、この正規化回路63は、図1に示した正規化回路58に代えて用いることも可能である。

【0064】次に、本発明の第4の実施例に係るハウリング検出装置を図4に示す。

【0065】同図に示すハウリング検出装置は、図12に示したハウリング検出装置17に、AFL誤学習検出部67を付加したものである。このAFL誤学習検出部67は、擬似反響生成部であるアダプティブフィルタ8のフィルタ係数 ω を用いて、アダプティブフィルタ8の誤学習を検出するものである。

【0066】ここで、誤学習検出の原理を以下に説明する。

【0067】図5乃至7は誤学習検出の原理を説明するための図である。

【0068】エコーパスは通常遅延時間が短いほどエコーの利得が高く、遅延が長いほどエコーの利得が小さい性質がある。適応フィルタとの比較のためにエコーパスを一個のフィルタとみなしインパルスレスポンス表示で考えると、フィルタタップが短い所ほど係数の絶対値が大きく、フィルタタップが長い所ほど係数の絶対値が小さい。図5はエコーパスを模したフィルタの係数値を示したグラフである。従って、擬似反響生成部であるアダプティブフィルタ8が正常にエコーパスを学習しているときには、エコーパスの性質に倣うはずである。図6はハウリングのない状態でのアダプティブフィルタ8の適応フィルタの係数値を示した実験結果であって、上記の性質をほぼ反映している。しかし、入力信号の周期性を誤学習した場合は上記の性質がくずれ遅延時間による利得の片寄りがみられなくなる。図7はハウリングが発生した状態でフィルタを誤学習させたときのアダプティブフィルタ8の係数値を示した実験結果であって、フィルタタップによらず係数値がばらついている。本発明に係るAFL誤学習検出部67は、このフィルタ係数の乱れを利用してハウリングを検出している。

【0069】図8はAFL誤学習検出部67の動作を示すフローチャートである。

【0070】AFL誤学習検出部67では、まずフィルタ係数 ω の前半 M タップまでの係数値の絶対値和をとり、これを $S1$ とする(ステップ801~804)。次に、 ω の M タップより後半の係数値の絶対値和をとり、これを $S2$ とする(ステップ805~807)。そして、 $S1$ と $S2$ との比をとりこれがしきい値 STH よりも小さい時、出力を“H”とする(ステップ808~811)。

【0071】図9はAFL誤学習検出部67の他の動作を示すフローチャートである。

【0072】このAFL誤学習検出部67では、まずフィルタ係数 ω の後半 L タップの係数についてその絶対値の最大値を探す(ステップ901~906)。そし

て、この絶対値の最大値がしきい値 MTH よりも大きい時、出力を“H”とする(ステップ907~910)。

【0073】以上のようなAFL誤学習検出部67の出力は、単一トーン信号検出部20の出力と共にオア回路68に入力され、オア回路68の出力がハウリング検出信号(HOWL)とされる。

【0074】このように、本来エコーパスに適応すべきアダプティブフィルタ8が誤学習によってハウリング信号の周期性に適応した場合、アダプティブフィルタ8のフィルタ係数に正常時とは異なる乱れが生じる。本発明では、この乱れを監視し、誤学習を検出することにより、従来方式の「擬似反響生成部よりも位相利得シフト部のほうが早く単一波に適応する」という前提が成り立たない場合にも、ハウリングを検出することができる。

【0075】なお、本発明は上述した実施例に限定されるものではない。

【0076】例えば、このAFL誤学習検出部67は、図10に示すように、図4に示した単一トーン信号検出部20を持たないハウリング検出装置にも適応可能である。また、図4に示した単一トーン信号検出部20の代わりに、第1の実施例に示した単一トーン検出部49等を用いることも可能である。さらに、図13に示した位相利得シフト部を用いるのではなく、例えば信号の0クロス調べ、その周期性を検出するものであってもよい。

【0077】また、図1等々に示した絶対値回路による電力の検出は、他の電力の尺度、例えば二乗値であってもよく、図1等々に示したローパスフィルタはピーク値をとるものであってもよい。

【0078】さらに、図8および図9の処理は、各時点 k 毎に行う必要はなく、例えば400サンプルに1回行うようにしてもよい。

【0079】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、ハウリングの誤検出をなくし、ハウリングの検出精度を向上させることができる。

【0080】また、エコーキャンセルのない通信系の場合であってもハウリングを検出することができる。

【0081】さらに、擬似反響生成部よりも位相利得シフト部の方が早く単一トーンに適応するという前提が成り立たない場合にも、ハウリングを検出することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の一実施例に係るハウリング検出装置の構成を示す図である。

【図2】 本発明の第2の実施例に係るハウリング検出装置の構成を示す図である。

【図3】 本発明の第3の実施例に係るハウリング検出装置の構成を示す図である。

【図4】 本発明の第4の実施例に係るハウリング検出

装置の構成を示す図である。

【図5】 本発明に係る擬似反響生成部の適応フィルタの誤学習を説明するグラフである。

【図6】 擬似反響生成部の適応フィルタの誤学習を説明するグラフである。

【図7】 擬似反響生成部の適応フィルタの誤学習を説明するグラフである。

【図8】 本発明の第4の実施例に係る誤学習検出部の動作を示すフローチャートである。

【図9】 本発明の第4の実施例に係る誤学習検出部の動作を示すフローチャートである。

【図10】 本発明の他の実施例に係るハウリング検出*

* 装置の構成を示す図である。

【図11】 エコーキャンセラを用いた従来の拡声電話装置の構成を示す図である。

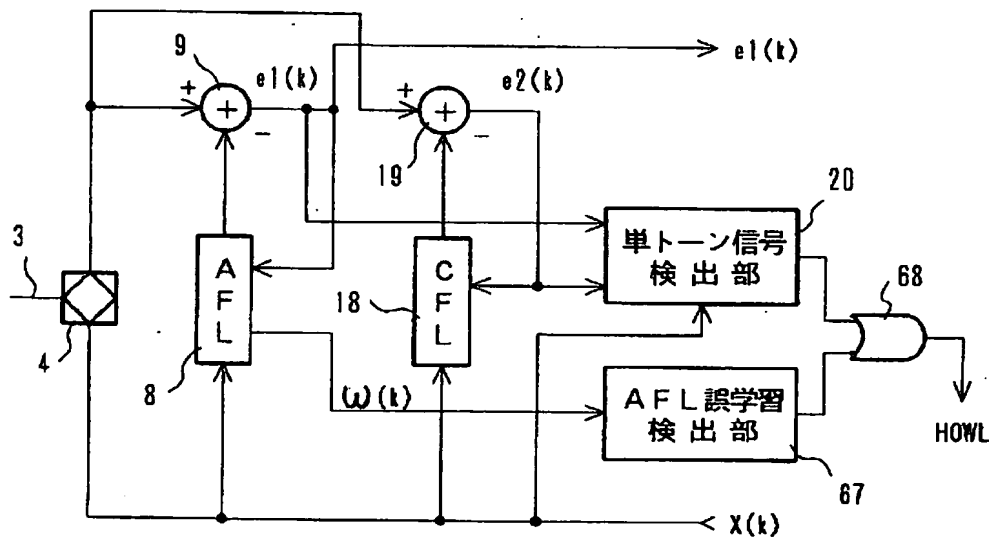
【図12】 従来のハウリング検出装置の構成を示す図である。

【図13】 図12に示すCFLの構成を示す図である。

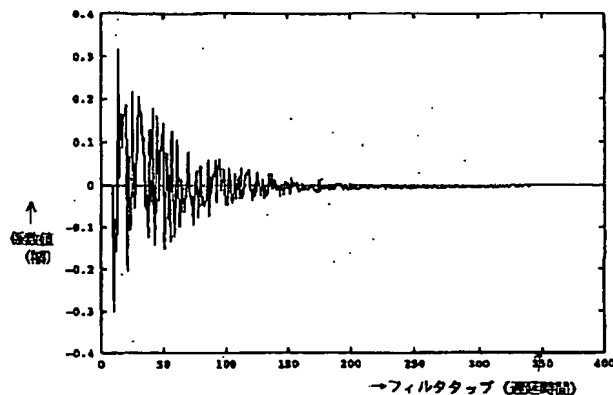
【符号の説明】

46…ハウリング検出装置、47…位相利得シフト部、48…減算器、49…単一トーン信号検出部、50…第1の比較回路、51…第2の比較回路、53…アンド回路。

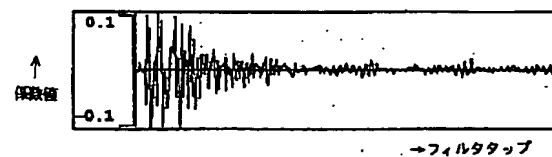
【図4】



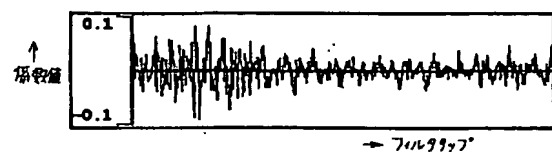
【図5】



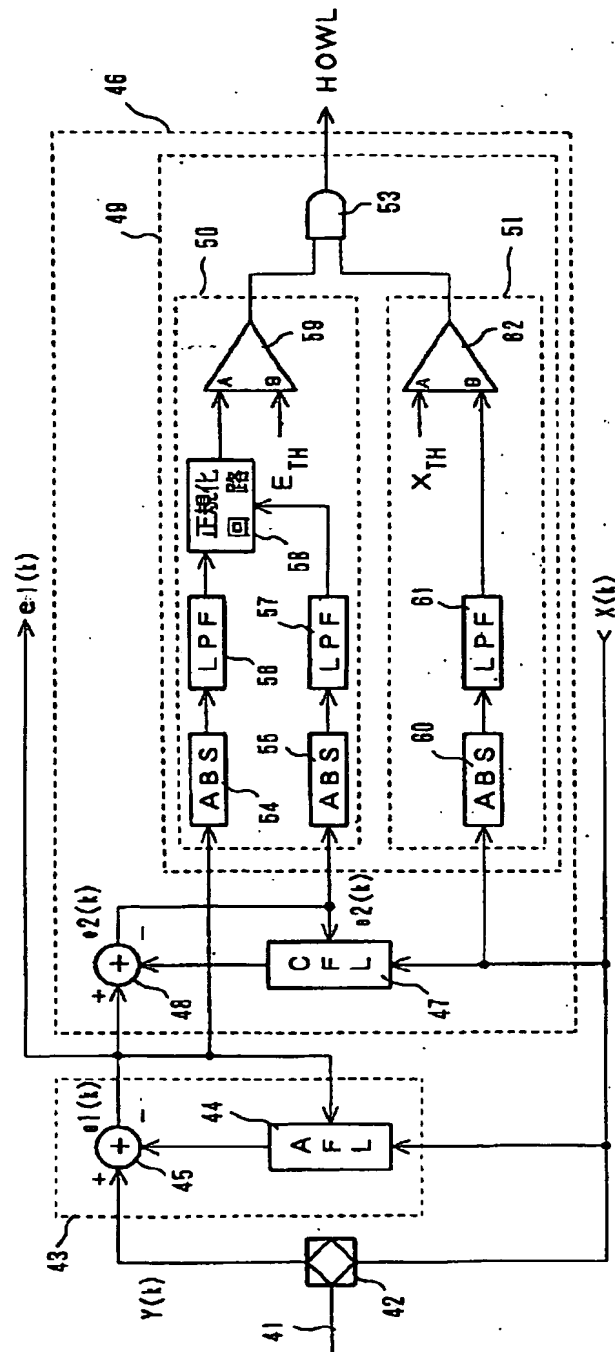
【図6】



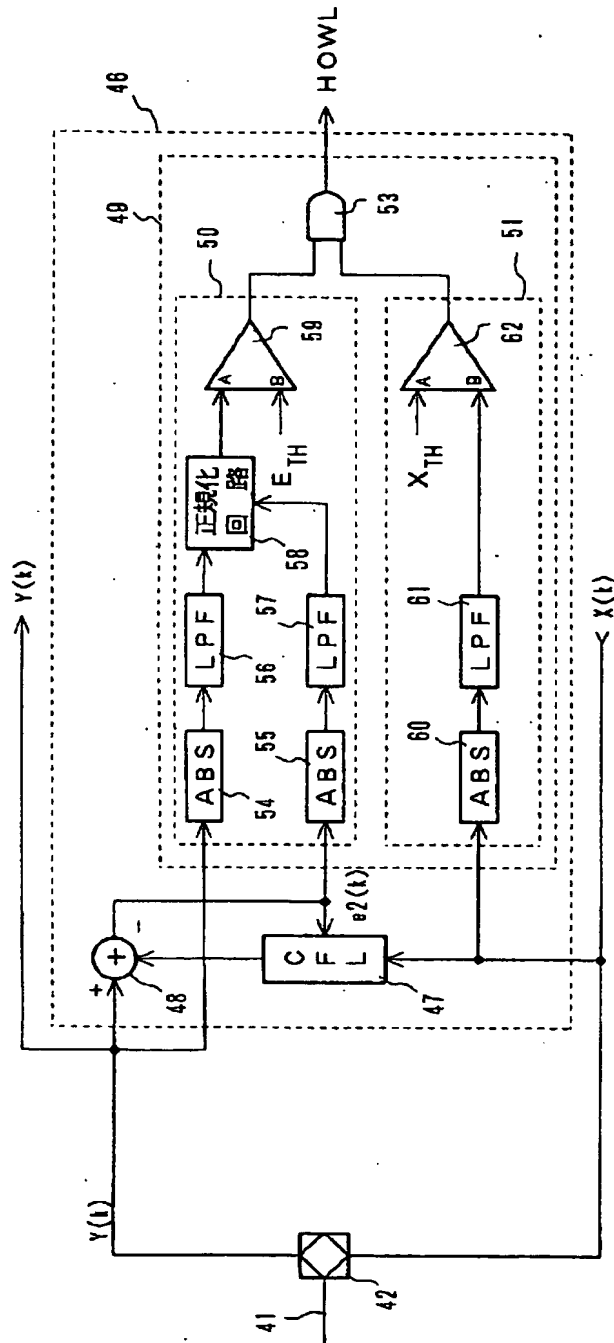
【図7】



【図1】

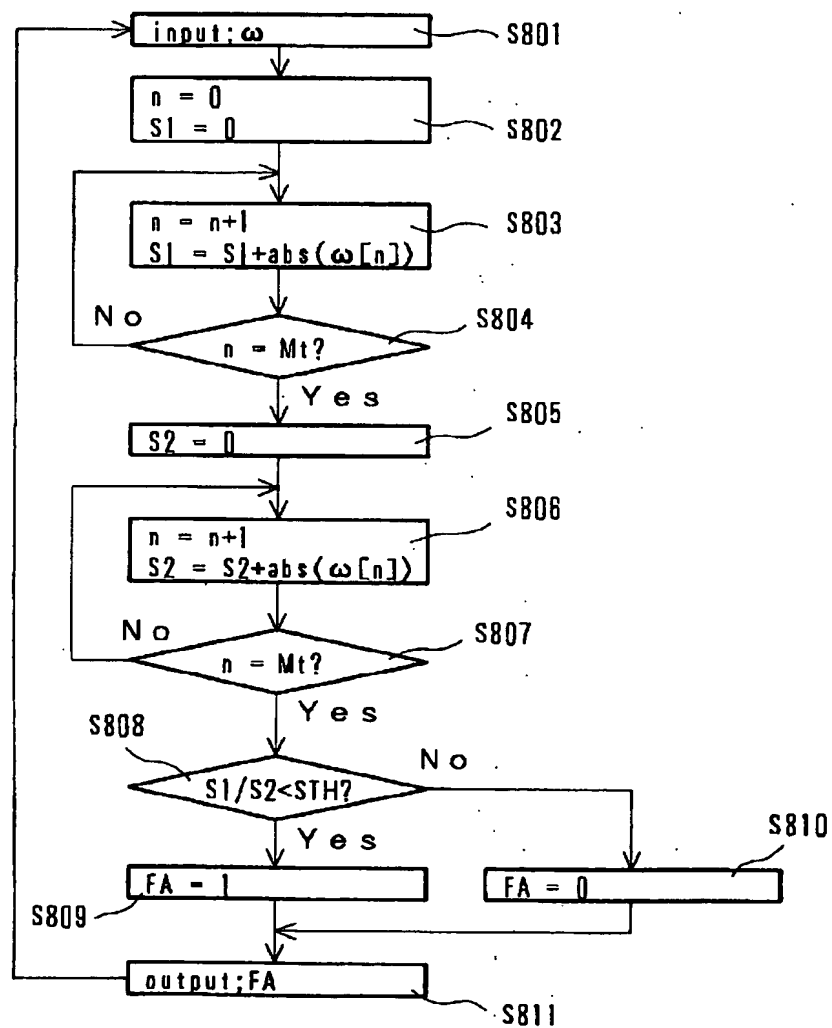


【図2】



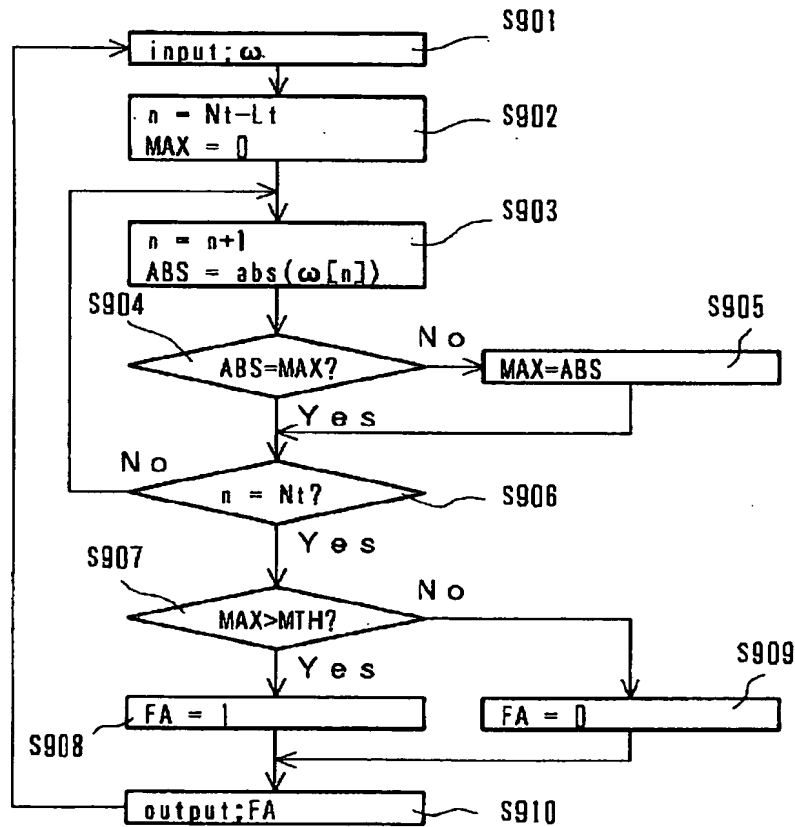
【図8】

ω ; 時点 k における適応フィルタ (エコーキャンセラ) のフィルタ係数
 N_t ; フィルタタップ数
 M_t ; 定数 (前半と後半の区切り点)
 S_1 ; 前半の係数絶対値和
 S_2 ; 後半の係数絶対値和
 n ; カウンタ
 STH ; 定数 (スレシヨルド)
 FA ; 適応フィルタ誤学習フラグ



【図9】

ω ; 時点 k における適応フィルタ（エコーキャンセラ）のフィルタ係数
 N_t ; フィルタタップ数
 M_t ; 定数（後半のフィルタタップ数）
 MAX ; フィルタ係数絶対値の最大値
 n ; カウンタ
 STH ; 定数（スレシヨルド）
 FA ; 適応フィルタ誤学習フラゲ

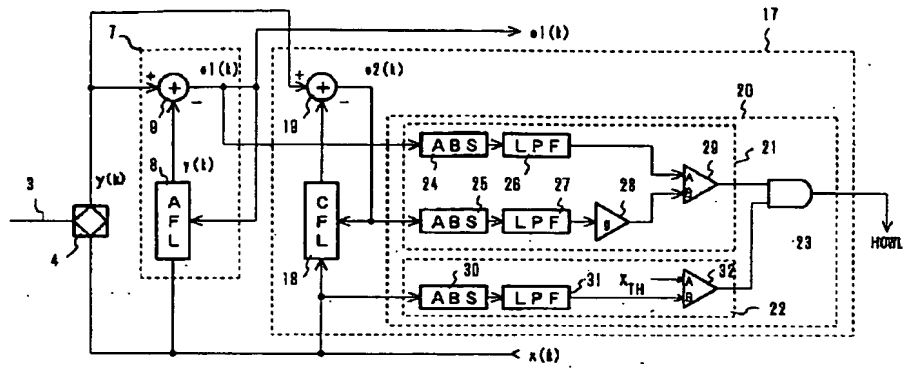


The diagram shows the internal structure of the AFL learning detection unit 67. It includes a multiplier 4, an adder 9, a delay element 3, and an AFL block 8. The input $X(k)$ is fed into the multiplier 4 and the delay element 3. The output of the multiplier 4 is $Y(k)$, which is added to the output of the delay element 3 at the adder 9 to produce $\theta_1(k)$. The output of the adder 9 is also fed back into the AFL block 8. The AFL block 8 outputs $\omega(k)$, which is fed back into the multiplier 4 and also serves as the output of the AFL learning detection unit 67.

The diagram illustrates a control system with the following components and connections:

- Block 7:** A dashed box containing a summing junction (+) and a block labeled **AFL**. It is part of a feedback loop labeled **(ELR, ERL)**.
- Block 15:** A block labeled **ATR** (Automatic Temperature Regulation) that receives input from the output of block 1.
- Block 5:** A block labeled **OR** (On-Resistance) that receives input from block 15 and outputs to block 13.
- Block 13:** A block labeled **OR** (On-Resistance) that receives input from block 5 and outputs to block 1.
- Block 10:** A dashed box containing a block labeled **AFA** (Automatic Frequency Adjustment) and a summing junction (+).
- Block 11:** A block labeled **AFA** that receives input from block 10 and outputs to block 12.
- Block 12:** A summing junction (+) that receives input from block 11 and outputs to block 2.
- Block 14:** A block labeled **LTR** (Load Transfer Regulation) that receives input from block 14 and outputs to block 18.
- Block 18:** A block labeled **LTR** (Load Transfer Regulation) that receives input from block 14 and outputs to block 18.
- Block 16:** A block labeled **LTR** (Load Transfer Regulation) that receives input from block 18 and outputs to block 14.
- Block 17:** A block labeled **LTR** (Load Transfer Regulation) that receives input from block 14 and outputs to block 17.
- Block 19:** A block labeled **LTR** (Load Transfer Regulation) that receives input from block 14 and outputs to block 19.
- Block 20:** A block labeled **LTR** (Load Transfer Regulation) that receives input from block 14 and outputs to block 20.

【圖 12】



【圖 13】

